M-채널 서브밴드 QMF 필터뱅크를 이용한 웨이브릿변환기반 적응 음향반향제거기

안주원[†] · 권기룡[††] · 문광석[†††] · 김강언[††††] · 김문수[††††]

요 약

본 논문에서는 M-채널 서브밴드 QMF 필터뱅크를 이용한 웨이브릿변환기반 적응 음향반향제거기를 제안한다. 제안한 적응 음향반향제거기는 웨이브릿변환 필터뱅크의 적은 계산량, 서브밴드 처리 및 웨이브릿 서브밴드 필터의 직교성에 의해 정상상태 성능을 향상시키고, 실시간 처리가 가능하도록 구현한다. 각 서브밴드에서 적응필터의 계수적응을 위한 알고리듬으로는 실시간 반향제거와 하드웨어 구현시 비용감소를 위하여 계산량이 적고 구현이 간단한 LMS 적응 알고리듬을 사용한다. 제안한 적응 음향반향제거기의 성능평가를 위한 실험으로서 백색 가우시안 잡음 및 주변잡음을 포함한 실제의 음성신호를 입력신호로 반향제거기에 인가하여 반향성능을 평가하였다. 실험 결과로서 제안한 음향반향제거기는 웨이브릿 완전복원 필터뱅크에 의해 수렴후 점근적 에러가 적고, 적은 계산량을 요구하며 안정한 수렴성능을 나타내었다.

An Adaptive AEC Based on the Wavelet Transform Using M-channel Subband QMF Filter Banks

Jou-Won Ahn[†], Ki-Ryong Kwon[††], Kwang-Seok Moon[†††], Kang-Eon Kim[††††], Moon-Soo Kim[††††]

ABSTRACT

This paper presents an adaptive AEC(acoustic echo canceller) based on the wavelet transform using M-channel subband QMF filter banks. The proposed algorithm improves the performance of AEC with a realtime process by a low complexity of wavelet transform filter banks, a subband processing and a orthogonality of wavelet subband filter. Adaptive filter coefficients of each subband are updated using LMS algorithm with a low complexity and a easy realization for a realtime processing and a reduction of hardware cost. For a input signal, a white Gaussian noise and a real speech signal with a environment noises are used for a performance estimation of the proposed algorithm. As a result of computer simulation, the proposed AEC has a low asymptotic error, a low computation complexity and a robust performance.

1. 서 론

핸즈프리(hands-free)나 원거리 화상회의와 같은 응용분야에서, 음향반향은 시스템의 품질을 저하시키는 주된 요인이다. 이러한 문제점은 음향반향 경로로 언급되는 시변 전달함수가 스피커와 입력 마이크로폰 사이에 존재하기 때문에 발생한다[1]. 부자연스러운 통화상태를 야기하는 음향반향을 효과적으로 제거하기 위한 방법은 반향경로가 미지의 시변 시스템이므로 적응필터의 개념[2,3]을 이용한 적응 음향반향제거기(adaptive acoustic echo canceller)를 사용하는 것이다. 적응 필터링 방식은 응용하고자 하는 주변환경에 대한 구체적인 정보 없이도 스스로 필터계수를 조절하여 최적치를 찾아내는 방식이다[4,5].

음향반향제거를 위하여 Jensen[6]은 FTF(fast transversal filter) 알고리듬을 사용하여 수렴인자를

[†] 정회원, 부경대학교 대학원 전자공학과 박사과정 수료
[††] 정회원, 부산외국어대학교 전자·컴퓨터공학부 조교수
[†††] 종신회원, 부경대학교 전자컴퓨터정보통신공학부 교수
[††††] 부경대학교 전자컴퓨터정보통신공학부 교수

정규화시켜 망각인자(forgetting factor)에 의해 성능을 개선하였다. Cezanne[7]는 LS(least square) 알고리듬과 Prony 알고리듬을 사용하여 반향제거를 하였고, 이 방법은 많은 계산량이 요구되므로 반향경로의 임펄스 응답이 작을 때 잘 적용된다.

음향반향제거에 사용하는 적응필터가 수천 탭의 필터계수를 갖는 매우 큰 FIR 필터로 되어 있을 경우에는 계산량이 매우 많아지고, 실시간의 구현에 많은 제약을 받게되며 수렴속도가 느려져 적응 알고리듬의 성능이 떨어진다. 따라서 계산량을 감소시키고 수렴속도를 개선하기 위한 방법으로 입력신호를 대역별로 분할한 후 수행하는 서브밴드 적응필터링 방법이 사용된다[8].

Gilloire 등[9]은 기존의 서브밴드 음향반향제거기들이 이상적이지 못한 대역분할 필터를 사용함으로써 발생하는 대역간의 에일리어징이나 스펙트럴 갭에 의해 정상 상태의 성능 저하를 초래시키는 것을 보완하기 위한 방법으로 크로스항(cross-terms)을 가진 적응필터를 제안하였다. 하지만 근사적 불완전 복원필터의 사용과 주 적응필터와 크로스필터의 상호작용의 영향으로 인하여 수렴 후 점근적 에러의 수렴 성능이 전 대역 적응 필터링 시스템에서의 수렴 성능과 비교할 때 향상되지 못하였다.

Asharif 등[10]은 FBAF(frequency bin adaptive filter) 알고리듬을 사용하여 각 주파수 bin이 독립적으로 적응 필터링을 수행하게 하여 계산량을 감소시켰다. 그리고, Zitzewitz[11]는 적응필터를 사용하지 않는 개루프 방식의 서브밴드 반향제거기를 제시하였다. 그러나 이 방법은 단순히 서브밴드로만 분리하였기 때문에 효과적으로 반향경로를 인식하지 못하는 단점이 있다. 또한, 서브밴드 적응필터를 사용하더라도 각 대역내의 신호는 동적범위가 여전히 크기 때문에 수렴속도를 더욱 향상시킬 필요가 있다. 이를 위해 적은 필터 탭 수로도 신호의 분해 및 합성을 통하여 완전복원이 가능한 웨이브릿 필터를 사용하고, 서브밴드로 처리하여 계산량을 줄임으로써 실시간 처리를 가능하게 할 수 있다. 웨이브릿은 시간 및 주파수의 국부성(localization)을 가짐으로써 이의 변환은 통계적 특성을 모르거나 시간적으로 예측할 수 없는 불확정(non-stationary) 신호를 처리하는데 효과적으로 사용된다.

웨이브릿은 1910년 Harr가 처음으로 고조파 해석(harmonic analysis)을 위하여 푸리에 스펙트럼을 옥타브 밴드로 나눈 직교 웨이브릿을 만들었고, Morlet 등[12]은 단일 원형 함수(single prototype function)를 기초로 한 국부 푸리에 해석을 변형하여 지진파 연구에 웨이브릿을 이용하였다. 이후, Daubechies [13]는 유한한 길이의 스케일링 함수 및 웨이브릿을 발생시킬 수 있는 Daubechies 웨이브릿을 제안하였고, Mallat 등[14]이 다해상도(multiresolution) 이론을 발표한 후 웨이브릿변환 이론은 크게 발전 및 응용이 되어지게 되었다. 그리고 Erdol 등[15]은 잡음제거기에 필터뱅크를 이용한 웨이브릿 LMS(least mean square) 필터를 구성하여 기준신호가 있는 경우 잡음을 효과적으로 제거할 수 있는 방법을 제시하였다.

본 논문에서는 적은 계산량으로 실시간 처리가 가능한 M-채널 서브밴드 QMF 필터뱅크를 이용한 웨이브릿변환기반 적응 음향반향제거기를 제안한다. 제안한 적응 음향반향제거기는 웨이브릿변환 필터뱅크의 적은 계산량, 서브밴드 처리 및 주어진 신호의 완전 분해 · 복원 성질에 의해 실시간 처리가 가능하고, 적응 음향반향제거기의 정상상태 성능을 향상시킨다. 각 서브밴드에서 계수적응을 위해서는 계산량이 적고 구현이 간단한 LMS 적응 알고리듬을 이용하고, 신호의 분해 및 합성을 위해서는 Daubechies 직교 D4 웨이브릿을 이용한 공액직교필터(conjugate quadrature filter)를 사용한다. 실험 결과로써 백색 가우시안 잡음에 대하여 기존의 전대역 적응 음향반향제거기와 비교하여 얻어진 ERLE(echo return loss enhancement) 특성 곡선에서 제안한 방법이 수렴 성능이 우수함을 알 수 있었고, 주변잡음을 포함한 실제의 음성신호를 입력신호로써 반향제거기에 인가하여 반향성능을 평가한 실험 결과에서 제안한 음향반향제거기가 반향제거 및 수렴 특성면에서 우수한 성능을 나타내었다.

2. 적응 음향반향제거

핸즈프리 무선전화기나 원거리 회의시스템, 스피커폰 시스템 및 탁상용 원격회의 시스템 등과 같은 핸즈프리 통신방식에서는 스피커로부터 통화자가 위치해 있는 복잡한 실내 공간을 거쳐 마이크로폰으로 이어지는 경로를 통해 발생하는 음향반향 성분이 상대방으로 전송되어 통화를 방해하기 때문에 원활한 의사소통을 위해서는 음향반향제거가 필수적이

다. 그러나, 스피커로부터의 음성신호가 실내공간을 통해 마이크로 입력되는 실내의 반향경로는 시간에 따라 변화하는 미지의 시변시스템이므로 적응필터를 이용한 음향반향제거가 효과적이다[16].

적응 음향반향제거는 반향경로를 매 시간마다 추정하여 새로 생성된 반향성분만을 제거하는 방법으로서, 기존의 다른 방법들에서 발생하는 통화의 부자연성 또는 음질의 저하 등이 현저히 줄어들기 때문에 반향 문제를 해결할 수 있는 궁극적인 해결 방법이라 할 수 있다. 실제 적용되는 적응 음향반향제거기의 구조는 그림 1에서와 같다. 여기서 L은 라우드스피커이며, M은 마이크로폰 및 R은 실내공간이다. 여기에서 $x(n)$은 원단화자(far-end speaker)의 음성신호이고, $y(n)$은 라우드스피커에서 마이크로폰으로 전달되는 원단화자의 음성이 실내공간의 반향경로를 통과한 반향신호이다. 또한 $n(n)$은 근단화자(near-end speaker)의 음성이다. $d(n)$은 반향경로를 통과한 원단화자의 음성신호 $y(n)$과 근단화자의 음성신호 $n(n)$ 및 주변잡음 $m(n)$이 더해진 요구신호이고, $\hat{y}(n)$은 반향제거기의 출력신호이다. 출력 오차신호 $e(n)$은 반향경로를 통과한 요구신호 $d(n)$에서 반향제거기의 출력신호 $\hat{y}(n)$을 뺀 반향성분이 제거된 오차신호이다. 그리고, $H(z)$는 음향반향시스템의 전달특성이며, $\hat{H}(z)$는 미지의 반향경로 $H(z)$를 추정하는 반향제거필터로써 적응필터를 사용한다.

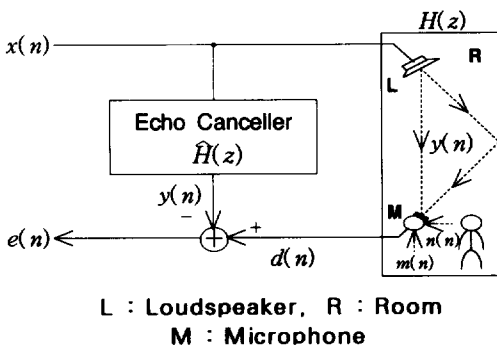



그림 1. 적응 음향반향제거기의 구조

3. 웨이브릿변환과 M-채널 서브밴드 QMF 필터뱅크

3.1 웨이브릿변환

웨이브릿변환은 주어진 시간함수를 실수의 2차원 평면 $L^2(R)$공간에서 직교기저함수(orthogonal basis function)들의 집합을 형성하고 있는 웨이브릿 평면으로 투사하여 서로 다른 분해능을 갖는 신호들로 변환시킴으로서 주어진 시간함수의 신호를 각각 다른 분해능에서 해석할 수 있는 변환이다. 따라서, 웨이브릿변환은 시간 및 주파수에 대하여 국부성을 가지며, 비정상상태의 신호를 해석하는데 유용하다.

웨이브릿변환에서의 기저함수들은 원형 웨이브릿을 확장/수축(scaling)과 전이(translation)시킴으로서 만들어진다. 이에 대한 웨이브릿 기저함수들의 선형결합은

$$\psi_{a,b}(t)=\frac{1}{\sqrt{|a|}}\Psi\left(\frac{t-b}{a}\right),\quad a,b\in R,\ a\neq 0 \quad (1)$$

이다. 여기서 Ψ는 원형(mother) 웨이브릿이다. 그리고 a는 시변수 t에 대하여 스케일링을 수행하는 변수이고, b는 시간 전이를 나타내는 전이변수이다. a가 1보다 클 경우에는 원형 웨이브릿 함수의 확장이 이루어지고, a가 1보다 작을 경우에는 수축이 이루어진다.

임의의 신호 $f(t)$에 대한 연속 웨이브릿변환(continuous wavelet transform)은

$$Wf(a,b)=\frac{1}{\sqrt{|a|}}\int_{-\infty}^{\infty}f(t)\psi\left(\frac{t-b}{a}\right)dt \quad (2)$$

로 정의된다. 여기서 매개변수 a, b가 정수일 때 이산 웨이브릿변환(discrete wavelet transform)이라고 한다. 특히 $a=2^{-m}$, $b=n2^{-m}$일 때 정규직교기저(orthonormal basis)를 구성할 수 있고, 기저함수는

$$\psi_{m,n}(t)=2^{m/2}\psi(2^m t-n),\quad m,n\in Z \quad (3)$$

가 된다.

신호를 다해상도로 분할하기 위하여 V_m을 $\phi_{m,n}(t)$에 의해 구성되는 벡터공간이라 하면 $\phi_{m,n}(t)$는 그림 2에서와 같이 V_{m+1}에서 V_m의 직교보수(orthogonal complement) 공간 V_m의 직교기저(orthogonal basis)를 이룬다.

$$V_{m+1}=V_m\oplus W_m,\quad V_m\perp W_m,\quad m\in Z \quad (4)$$

여기서 $\phi_{m,n}(t)=2^{m/2}\phi(2^m t-n)$은 스케일링 함수 $\phi(t)$를 신축·이동하여 만들어진 정규직교기저이다. 이때 스케일링 함수 $\phi(t)$ 및 웨이브릿 함수 $\phi(t)$는

$$\phi(t)=\sqrt{2}\sum_n h_0(n)\,\phi(2t-n) \quad (5)$$

$$\psi(t)=\sqrt{2}\sum_n h_1(n)\,\phi(2t-n) \tag{6}$$

이다. $h_0(n)$ 및 $h_1(n)$은 스케일링 및 웨이브릿 함수의 필터계수이다. 이산 웨이브릿변환에서의 경우 h_0는 저주파 필터계수이고, h_1은 고주파 필터계수이다.

기저 웨이브릿 함수식을 만족하는 스케일링 함수 집합 $\phi_{m,n}(t)$가 주어진 스케일 내에서 직교하기 위해서는 필터의 주파수 응답이 전력상보(power complement)가 되어야 한다.

$$|H(e^{j\Omega})|^2+|H(e^{j(\Omega-\pi)})|^2=1 \tag{7}$$

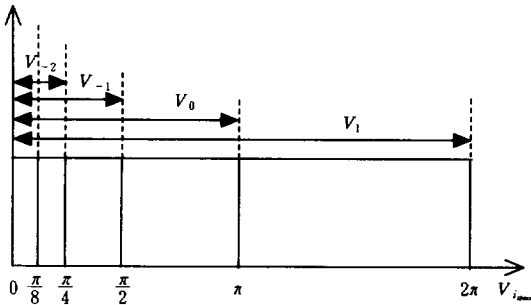
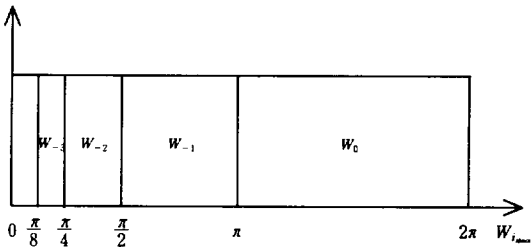
여기서 $H(e^{j\Omega})$는 반대역(half-band) 저주파 필터이고, $H(e^{j(\Omega-\pi)})$는 반대역 고주파 필터이다.

(a) 다해상도 분해의 V_i 공간

(b) 다해상도 분해의 W_i 공간

그림 2. 다해상도 분해의 V_i와 W_i 공간

3.2 M-채널 서브밴드 QMF 필터뱅크

M-채널 서브밴드 QMF 필터뱅크는 그림 3과 같이 기본적으로 분해 필터뱅크와 합성 필터뱅크로 이루어지며, 입력신호는 각 필터뱅크에서 저주파와 고주파의 두 부분으로 나누어진다. 분해 필터뱅크는 입력신호를 고주파와 저주파의 2개 대역으로 분할하고, 각 분할된 신호를 2로써 다운 샘플링한다. 합성 필터뱅크는 분해 필터뱅크에서 분해된 각 밴드의 신

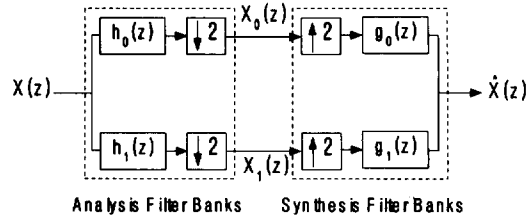



그림 3. QMF 서브밴드 필터뱅크의 기본구조

호들을 2로써 업 샘플링하고 합성필터를 통과시킨 후 합성한다.

일반적으로 분해필터를 대역필터로 사용하여 다운 샘플링하면 엘리어싱(aliasing)이 발생한다. 이를 제거하고 신호 성분만을 추출하기 위한 완전복원이 되는 QMF 필터구성을 위해서 분해필터와 합성필터를 공액 직교필터로써 구성한다. 분해필터의 계수의 길이를 N으로 할 경우에 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} h_0(n)&=h(n),\\ h_1(n)&=(-1)^{(N-1-n)}\,h(N-1-n),\\ g_0(n)&=2\,h(N-1-n),\\ g_1(n)&=2\,(-1)^{(n)}\,h(n),\quad n=0,\ldots,N-1. \end{aligned} \tag{8}$$

여기서 $h_0(n)$, $h_1(n)$은 저주파 및 고주파 대역통과 분해필터이고, $g_0(n)$, $g_1(n)$은 저주파 및 고주파 대역통과 합성필터이다.

4. 제안한 웨이브릿변환기반 서브밴드 적응 음향반향제거기

제안한 웨이브릿변환기반 서브밴드 적응 음향반향제거기의 블록 다이어그램은 그림 4에서와 같다. 웨이브릿변환 분해 필터뱅크의 입력으로는 입력신호 $x(n)$ 및 오차신호 $e(n)$을 사용한다. 분해 필터뱅크는 분해 필터 및 다운 샘플링으로 구성되고 입력된 신호는 웨이브릿변환 필터뱅크에 의해 서브밴드로 분할되며, 각 서브밴드의 출력신호들은 LMS 적응 알고리듬의 입력으로 사용된다. 각 서브밴드의 적응필터는 두 개의 분해 필터뱅크의 출력신호인 입력신호 $x_0(n), \cdots, x_{M-1}(n)$과 오차신호 $e_0(n), \cdots, e_{M-1}(n)$을 입력으로 한 LMS 적응 알고리듬을 사용하여 각 서브밴드 적응필터의 계수벡터 $\mathbf{W}_0, \cdots, \mathbf{W}_{M-1}$을 갱신

시킨다. 오차신호 $e_0(n), \cdots, e_{M-1}(n)$은 요구신호 $d_0(n), \cdots, d_{M-1}(n)$과 적응필터의 출력신호 $y_0(n), \cdots, y_{M-1}(n)$의 차신호이다. 적응필터의 출력신호 $y_0, \cdots, y_{M-1}(n)$은 웨이브릿변환 합성 필터뱅크로 인가하여 합성한다. 이 합성 필터뱅크는 업 샘플링 및 필터로 구성되어지며, 공액직교필터를 사용하여 완전복원이 이루어지도록 한다. 여기서 M은 입력신호를 서브밴드로 분할한 채널 수이다. 반향 성분이 제거된 전대역 출력 오차신호 $e(n)$은 요구신호 $d(n)$과 합성 필터뱅크의 출력신호 $y(n)$과의 차신호이다. 제안한 웨이브릿변환기반 서브밴드 적응 음향반향제거기에 사용한 웨이브릿 필터로 Daubechies 직교 D4 웨이브릿을 이용한 공액직교필터를 사용한다. k-번째 채널의 입력신호의 벡터는

$$X_k(n) = [x_k(n), x_k(n-1), \cdots, x_k(n-N+1)]^T \tag{9}$$

이고, 여기서 $k = 0, 1, \cdots, M-1$이다. 서브밴드 적응필터의 계수벡터는

$$W_k(n) = [w_k(n), w_k(n-1), \cdots, w_k(n-N+1)]^T \tag{10}$$

이고, 서브밴드 적응필터의 출력신호는

$$y_k(n) = W_k^T(n)\ X_k(N) \tag{11}$$

이다. 서브밴드 필터뱅크의 LMS 알고리듬을 갱신하기 위한 서브밴드 오차신호 $e_k(n)$은

$$e_k(n) = d_k(n) - y_k(n) \tag{12}$$

으로 나타난다. 최종적으로, 주입력 신호에서 전대역 반향성분이 제거된 출력 오차신호는

$$e(n) = d(n) - y(n) \tag{13}$$

이다. 서브밴드 적응필터의 계수벡터 $W_k(n)$의 최적값을 구하기 위하여 $e_k(n)$을 평균자승오차법으로 최소화시킨다. 이의 평균자승오차 $\xi_{\min}$은

$$\begin{aligned}\xi_{\min} &= E[e_k^2(n)] \\ &= E[\{d_k(n) - y_k(n)\}^2] \\ &= E[\{d_k(n) - W_k^T(n)\ X_k(n)\}^2]\end{aligned} \tag{14}$$

이며, 이에 대한 경사법 알고리듬을 사용한 추정기울기 벡터 $\nabla\xi_{\min}$은

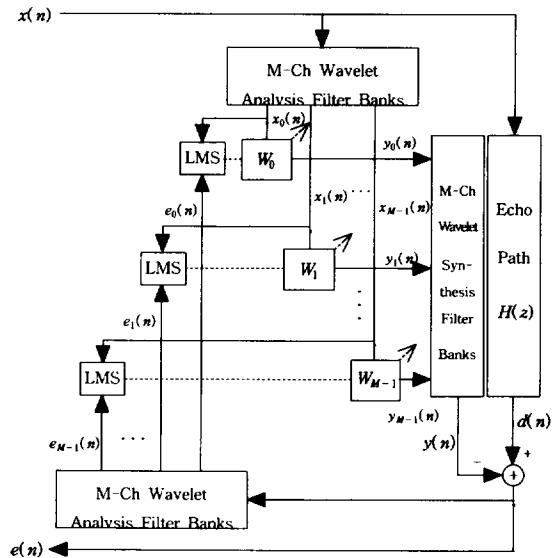



그림 4. 제안한 웨이브릿변환 필터뱅크를 이용한 적응 음향반향제거기의 블록도

$$\begin{aligned}\nabla\xi_{\min} &= \frac{\partial e_k^2(n)}{\partial\, W_k(n)} \\ &= 2e_k(n)\frac{\partial e_k(n)}{\partial\, W_k(n)} \\ &= -2e_k(n)\ X_k(n)\end{aligned} \tag{15}$$

이다. 따라서 제안한 웨이브릿 서브밴드 적응 음향반향제거 모델에서 새롭게 조정한 서브밴드 적응필터의 계수벡터 $W_k(n+1)$은

$$\begin{aligned}W_k(n+1) &= W_k(n) + \mu_1(-\nabla\xi_{\min}) \\ &= W_k(n) + 2\mu_1 e_k(n)\ X_k(n)\end{aligned} \tag{16}$$

가 된다. 즉, LMS 알고리듬을 사용한 서브밴드 적응필터의 계수벡터는

$$W_k(n+1) = W_k(n) + 2\mu_1 e_k(n)\ X_k(n) \tag{17}$$

이다. 여기에서 μ_1은 적응필터의 수렴인자이다.

제안한 웨이브릿 서브밴드 필터뱅크 모델에 대한 계산량은 웨이브릿 필터의 길이를 L, 서브밴드의 채널 수 M, 업·다운 샘플링률을 D, 전대역 적응필터의 탭 수를 N으로 하였을 때, 각 밴드당 적응 필터의 탭 수는 N/M이 되고, 세 개의 그룹으로 나누어 계산된다. 첫 번째로 웨이브릿 서브밴드 분해 및 합성 필터링 부분의 계산량이고, 다음으로는 적응필터 갱신

을 위한 계산량이다. 마지막으로 출력 적응신호 를 얻기 위한 원단화자의 입력신호와 적응필터의 곱에 의한 계산량과 출력 오차신호를 얻기 위한 계산량이다. 먼저 웨이브릿 서브밴드 분해 및 합성 필터링 부분에서는 입력신호를 서브밴드로 분리하는데 있어서 하나의 밴드에 대하여 승산량은 $(L\times N)/M$회이고, 입력신호 한 프레임을 처리하기 위해서는 두 개의 분해 필터뱅크와 한 개의 합성 필터뱅크가 사용되므로 $(3\times L\times N)/M$회가 된다. 적응필터 갱신에 있어서는 LMS 적응 알고리듬에 의해서 승산량은 $(2\times N/M+1)$회이고, 가산량은 N/M회이다. 그리고, 출력 적응신호와 오차신호를 얻기 위해서는 각각 N/M회의 승산량과 가산량이 필요하다. 따라서, 제안한 방법의 전체 계산량은 $3N(L+1)/M$회의 승산량과 $2N/M$회의 가산량이 필요하다. 기존의 전대역 반향제거기와의 비교 연산량이 표 1에 주어져 있다.

표 1. 전대역 밴드와 QMF 필터뱅크의 연산량 비교

구 분	항 목	승 산 량	가 산 량
전대역	적응필터 갱신	2N+1	N
	오차신호 및 출력신호 생성	N	N
	전체 계산량	3N+1	2N
QMF 필터 뱅크	서브밴드 분해 및 합성	3×L×N/M	3×(N/M-1)×(L-1)
	적응필터 갱신	2×N/M+1	N/M
	오차신호 및 출력신호 생성	N/M	N/M
	전체 계산량	3×N×(L+1)/M+1	2N/M+3 (N/M-1)×(L-1)

5. 시뮬레이션 및 결과분석

본 절에서는 제안한 웨이브릿변환기반 서브밴드 적응 음향반향제거 모델의 성능을 컴퓨터 시뮬레이션으로 확인하였다. 먼저 백색 가우시안 잡음(white Gaussian noise)을 이용하여 기존의 전대역 적응 음향반향제거 방법과 제안한 방법의 수렴성능을 비교하였다. 그리고 주변의 잡음을 포함한 실제 음성신호를 8비트 양자화하고, 8kHz로 표본화한 신호를 반향신호로써 인가하여 제안한 적응 음향반향제거기의 성능을 평가하였다.

제안한 모델에서 음향반향경로는 512탭의 임펄스 응답을 가진다. 서브밴드 필터뱅크는 웨이브릿 트리 구조를 사용하였으며, 서브밴드의 채널 수는 16채널로 분할하였다. 입력신호의 한 프레임은 512탭을 가지며, 한 채널의 필터뱅크에서 필터의 탭 수는 32개를 가진다. 입력신호와 오차신호는 분해 필터뱅크로 인가하였고, 적응필터의 출력신호는 합성필터뱅크로 인가하여 복원하였다. 분해 및 합성필터는 Daubechies 직교 D4 웨이브릿 필터를 사용하였으며, 다운 샘플링 및 업 샘플링은 2로 하여 서브밴드를 구성하였다.

미지의 실내 반향경로의 임펄스 응답은 식 (18)을 사용하였고 이의 임펄스 응답은 그림 5에 나타내었다.

$$Echo\ Path=\sum_{i=0}^{511} R_i \exp\left[-\frac{(i+1)}{100}\right]\delta(n-i) \quad (18)$$

여기서 $\delta(n)$은 Dirac 델타함수이고, R_i는 +1, -1 사이의 랜덤수이다[17]. 이 반향경로는 8kHz로 샘플링을 하였을 때, 흡음률이 좋은 방에서 측정한 상태의 실내음향 임펄스 응답과 거의 유사하고, 512탭에 해당하는 64ms의 지속시간을 가진다.

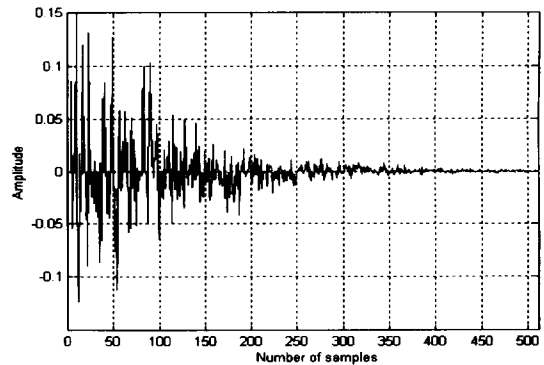



그림 5. 반향경로의 임펄스 응답

본 논문에서 제안한 적응 음향반향제거기의 성능을 평가하기 위해서 ERLE를 사용하였고, 식(19)과 같이 계산하였다.

$$ERLE = 10\log_{10}\left[\frac{E[d^2(n)]}{E[(d(n)-y(n))^2]}\right] = 10\log_{10}\left[\frac{E[d^2(n)]}{E[e^2(n)]}\right][dB] \quad (19)$$

여기서

$E[d^2(n)]$과 $E[e^2(n)]$은 각각 수신된 반향신호의 전력 및 잔여 반향신호 전력의 기대값이다.

수렴특성을 확인하기 위하여 평균이 0이고, 분산이 0.1인 백색 가우시안 랜덤 잡음을 입력으로 사용하여 제안한 적응 음향반향제거기와 기존의 전대역 적응 음향반향제거기를 비교하였고, 그 결과를 그림 6에 ERLE 곡선으로 나타내었다. 이 결과로부터 제안한 방법이 기존의 전대역 방법과 비교하여 수렴속도는 느리지만, 수렴도에 있어 더 좋은 수렴특성을 가짐을 알 수 있었다.

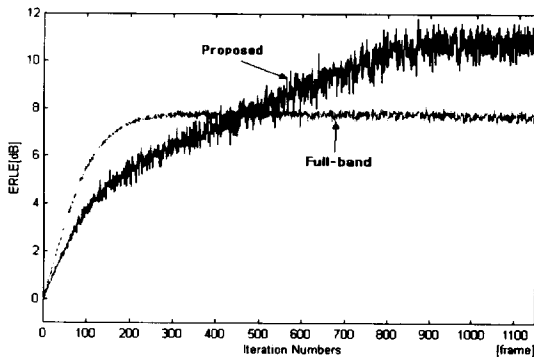



그림 6. 제안한 알고리듬에 대한 수렴특성의 비교

또한, 실시간 처리를 위한 연산량적인 면에서 제안한 서브밴드 방법과 기존의 전대역 처리 방법을 논문에서 사용한 계수들의 수로써 계산량을 비교해 보면, $L = 4$, $M = 16$, $D = 2$, $N = 512$일 때, 입력신호 한 프레임을 처리하기 위한 기존의 전대역 반향제거기의 승산량은 1537회이고, 가산량은 1024회인 반면, 제안한 웨이브릿 반향제거기의 승산량은 481회이고, 가산량은 343회이다. 따라서, 제안한 방법의 승산량이 68.7% 정도 감소하고, 가산량은 66.5% 정도가 감소하였다.

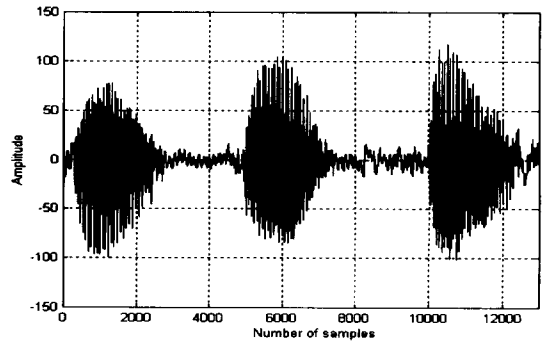
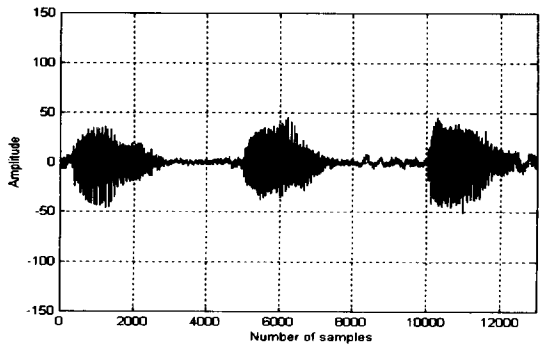
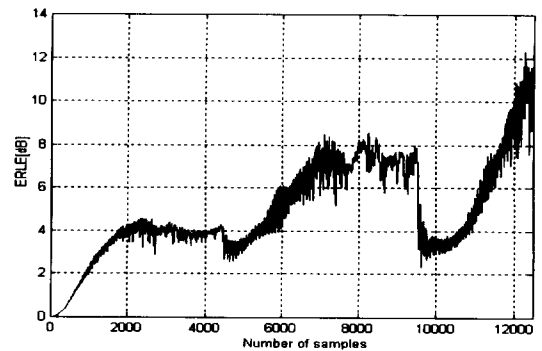
그림 7에는 제안한 반향제거기의 입력으로 인가한 주변잡음이 포함된 실제 음성신호에 대한 입력신호, 반향신호와 ERLE 특성을 보여준다. (a)는 입력으로 인가한 주변잡음을 포함한 실제 반향신호로써 8비트 양자화하고, 8kHz로 샘플링한 영문 "Three Four Five"으로 구성되어진 신호이고, (b)는 반향경로를 통과한 반향신호이다. 그리고, (c)는 이 신호를 제안한 반향제거기에 입력으로 인가한 결과로 구해

(a)

(b)

(c)

그림 7. 제안한 반향제거기의 수렴특성 (a) 입력 음성신호, (b) 반향 신호, (c) ERLE 특성

진 ERLE 특성곡선이다. 초기 적응시 유성음 구간에서는 유성음의 주기성에 의해 효율적인 반향제거가 이루어져 ERLE 값이 증가하고, 무성음 구간에서는 ERLE 값을 유지함을 볼 수 있다. 그리고, 대략 4300 샘플 위치에서 무성음에서 유성음 구간으로 변화가 일어남에 따라 수렴율이 다소 떨어짐을 알 수 있고, 약 9500 샘플 위치에서도 마찬가지로 반향 감쇠율이 감소하였다가 유성음 구간에서 다시 수렴 성능이 중

가함을 볼 수 있다. 초기 수렴구간에서는 입력 반향 신호에 대해 약 12dB 정도 음향반향이 감쇠되었다. 이러한 결과로써 주어진 반향제거기의 수렴성능이 안정됨을 확인하였다.

6. 결 론

본 논문에서는 적은 계산량으로 실시간 처리가 가능한 M-채널 서브밴드 QMF 필터뱅크를 이용한 웨이브릿변환기반 적응 음향반향제거기를 제안하였다. 제안한 적응 음향반향제거기는 서브밴드 적응필터 구조와 적은 수의 분해 및 합성필터로 구현되어짐으로써 실시간 처리를 위한 적은 계산량과 효과적인 반향제거 성능을 가지도록 구현되었다. 각 서브밴드에서 적응필터의 계수적응을 위한 알고리듬으로는 실시간 반향제거와 하드웨어 설계시 비용감소를 위하여 계산량이 적고 구현이 간단한 LMS 적응 알고리듬을 사용하여 제안한 적응모델을 구성하였고, 각 부대역 필터로는 Daubechies 직교 D4 웨이브릿 필터를 사용하였다.

제안한 적응 음향반향제거기의 성능평가를 위한 실험으로써 백색 가우시안 잡음 및 주변잡음을 포함한 실제의 음성신호를 입력신호로써 반향제거기에 인가하여 반향성능을 평가하였다. 백색 가우시안 잡음에 대한 실험 결과로써 기존의 전대역 적응 음향반향제거 방법과 비교하여 얻어진 ERLE 출력 특성곡선에서 제안한 방법이 수렴도에 있어 더 좋은 수렴특성을 가짐을 알 수 있었다. 또한, 주변잡음을 포함한 실제의 음성신호를 입력신호로써 반향제거기에 인가하여 반향성능을 평가한 실험 결과에서 제안한 음향반향제거기가 반향제거 및 수렴 특성면에서 우수한 성능을 가지고 있고, 반향제거를 수행함에 있어서도 제안한 방법이 기존의 전대역 적응 음향반향제거기에 비하여 승산량이 68.7% 정도 감소하고, 가산량은 66.5% 정도가 감소하여 적은 연산량을 가짐으로써 실시간 처리가 가능함을 확인하였다.

참 고 문 헌

[1] M. Tahernezadhi, R. Yellapantula, "A Subband AEC Coupled Engine Noise Cancellation," *Proc. IEEE*, vol. 2, pp.241-244, May 1996.

[2] B. Widrow and S. D. Stearns, *Adaptive Signal Processing*, Prentice-Hall, 1985.

[3] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, 2nd Ed., Prentice-Hall, 1991.

[4] B. Widrow, et al., "Adaptive noise cancelling : Principles and applications," *Proc. IEEE*, pp. 1692-1716, Dec. 1975.

[5] A. Feuer and E. Weinstein, "Convergence analysis of LMS filters with uncorrellated Gaussian data," *IEEE Trans. Acoust., Speech and Signal Proc.*, pp. 222-229, Feb. 1985.

[6] S. H. Jensen, "Acoustic echo canceller for hand-free mobile radio-telephony," *Proc. USIPCO, Belgium*, pp.1629-1632, 1992.

[7] Cezanne, "An iterative algorithm for the estimation of echos for loudspeaker room microphone system," *Signal Processing V : Theory and Application*, pp.1995-1998, 1993.

[8] J. Chen, H. Bes, J. Vandewalle, and P. Janssens, "A new structure for sub-band acoustic echo canceler," *IEEE ICASSP*, vol.5, pp.2574-2577, 1988.

[9] A. Gilloire and M. Vetterli, "Adaptive filtering in subbands with critical smpling: analysis, experiments, and Application to Acoustic Echo Cancellation," *IEEE, Trans. Signal Proc.*, vol.40, no.8, pp.1862-1875, August 1992.

[10] M. R. Asharif and F. Amano, "Acoustic echo canceller using the FBAF algorithm," *IEEE, Trans. on Comm.*, vol.42, no.12, Dec. 1994.

[11] A. Zitzewitz, "Considerations on acoustic echo cancelling based on realtime experiments, Microphone System," *Signal Processing V: Theory and Application*, pp.1987-1990, 1993.

[12] J. Morlet, G. Arens, I. Fourge, and D. Giarg, "Wave propagation and sampling theory Ⅰ, Ⅱ," *Geophysics*, vol.47, no.2, pp.203-236, 1982.

[13] I. Daubechies, "Orthonormal basis of compactly supported wavelets," *Comm., Pure Applied Math.*, vol.41, no.7, pp.909-996, 1988.

[14] S. G. Mallat, "A theory for multiresolution signal decomposition: the wavelet represen-

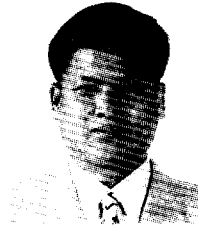
tation," *IEEE Trans. on Pattern Analysis and Machine Intelligence,* vol.11, no.7, pp.674-693, July 1989.

[15] N. Erdol and F. Basbug, "Wavelet transform based adaptive filtering: analysis and new results," *IEEE Trans. on Signal Processing,* vol.44, no.9, pp.2163-2171, Sept. 1992.

[16] 안주원, 허영대, 문영득, 권기룡, 문광석, "웨이브릿변환 필터뱅크를 이용한 적응 음향반향제거," 1997년도 한국통신학회 하계종합학술발표회 논문집, 1997. 7.

[17] M. R. Asharif and F. Amano, "Acoustic echo-canceler using the FBAF algorithm," *IEEE Trans. on Communications,* vol.42, no.12, pp.3090-3094, Dec. 1994.

안 주 원

1996년 2월 부경대학교 전자공학과 졸업(공학사)
1998년 2월 부경대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사)
2000년 8월 부경대학교 대학원 전자공학과 박사과정 수료
관심분야 : 적응신호처리, 웨이브릿변환, 영상신호처리

권 기 룡

1986년 2월 경북대학교 전자공학과 졸업(공학사)
1990년 2월 경북대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사)
1994년 8월 경북대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학박사)
1996년 3월 ~ 현재 부산외국어대학교 전자·컴퓨터공학부 조교수
관심분야 : 웨이브릿변환, 적응신호처리, 능동잡음제거, 멀티미디어 통신 등

문 광 석

現, 부경대학교 전자컴퓨터정보통신공학부 교수

김 강 언

現, 부경대학교 전자컴퓨터정보통신공학부 교수

김 문 수

現, 부경대학교 전자컴퓨터정보통신공학부 교수